

(19) Japanese Patent Office (JP)

(12) Publication of Unexamined Patent Application (Patent Kokai) (A)

(11) Patent Kokai No. S61-172411

(51) Int. Cl.⁴
H 01 Q 21/22

ID Symbol ☐ Internal File No. ☐ (43) Kokai Publication Date: August 4, 1986
☐ ☐ 7004-5J

Examination requested¹ Number of Inventions: 1 (11 pages total, in Japanese document)

(54) Title of the Invention: Multistage Linear Array Antenna

(21) Application No.: S60-12541

(22) Date Filed: January 28, 1985

(72) Inventor: Yoshio Ebine
 Nippon Denshin Denwa Kousha
 Yokosuka Telecommunications Research Center
 2356 Take 1-chome, Yokosuka-shi

(72) Inventor: Nobuo Nakajima
 Nippon Denshin Denwa Kousha
 Yokosuka Telecommunications Research Center
 2356 Take 1-chome, Yokosuka-shi

(71) Applicant: Nippon Denshin Denwa Kabushiki Kaisha (NTT)
 1-1-6 Uchisaiwai-cho, Chiyoda-ku, Tokyo

(74) Agent: Keiichi Yamamoto, Patent Attorney

¹ All footnotes are translator comments. This application was allowed, published for opposition as JP H5-1644 (B), and subsequently issued as Patent No. 1806365. None of the three original claims appears in the patent, which has two claims, both of which differ substantially from the claims in this document.

Specification

1. Title of the Invention: Multistage Linear Array Antenna

2. Claims

(1) A multistage linear array antenna comprising

a plurality of driven elements, each of which has a first phase shifter connected thereto;

at least one second phase shifter connected in common to the plurality of first phase shifters; and

a feed terminal for supplying power to the second phase shifter;

wherein the first phase shifter for each driven element is set to effect a larger beam tilt angle than required, and the required beam tilt angle is achieved through the combined phase shift of the first and second phase shifters.

(2) A multistage linear array antenna according to Claim 1, characterized in that the amount of phase shift effected by a first phase shifter is given by

$$-(i-1) \times 2\pi \times d \times \sin\alpha,$$

where $i = 1 \dots n$ ($n = M \times m$), and i is the sequence number of the first phase shifter, counting from an end first phase shifter,

d is the spacing between elements/wavelength,

α is the beam tilt angle effected by the first phase shifter,

n is the number of driven elements, and

m is the number of second phase shifters;

and the amount of phase shift effected by a second phase shifter is given by

$$(m-j) \beta,$$

where

j is the sequence number of the second phase shifter, counting from an end second phase shifter, and

β is the difference in phase shift between each second phase shifter and the adjacent second phase shifter.

(3) A multistage linear array antenna according to Claim 1, characterized in that the amount of phase shift effected by a first phase shifter is given by

$$-(i-1-(m-1)M) \times 2\pi \times d \times \sin\alpha,$$

where $i = 1 \dots n$ ($n = M \times m$), and i is the sequence number of the first phase shifter, counting from an end first phase shifter,

d is the spacing between elements/wavelength,

α is the beam tilt angle effected by the first phase shifter,

n is the number of driven elements, and

m is the number of second phase shifters;

and the phase shift effected by a second phase shifter is given by

$$-(m-1)\beta',$$

where

j is the sequence number of the second phase shifter, counting from an end second phase shifter, and

β' is the difference in phase shift between each second phase shifter and the adjacent second phase shifter.

3. Detailed Description of the Invention

Industrial Field of Use

The present invention relates to a method of supplying $[rf]^2$ power to a multistage linear array

² All [straight brackets], excluding those in equations, enclose text added by the translator.

antenna, wherein, in a base station antenna in which the directivity in the vertical plane is formed by beam tilting, the level of first upper side lobes occurring in an interference region is suppressed.

Prior Art

A base station antenna using beam tilting will be described with reference to Fig. 1. Indicated in Fig. 1 are a base station antenna 1, a wireless [communication] base station 2, a base station antenna height H, a wireless zone radius R, and a beam tilt angle θ_t . The directivity in the vertical plane with no beam tilting (with the principal radiated beam pointing horizontally) is indicated by '(a),' and the directivity in the vertical plane with the beam tilted, where the principal radiated beam is tilted [downward] to where the [radiated power] level in the θ_x direction is the same as when the principal radiated beam is pointing in the horizontal direction, is indicated by '(b).'

Here, the angle θ_x , the pointing angle from the base station antenna to the perimeter of the wireless zone, is given by the equation

$$\theta_x = \tan^{-1} (H/R) \quad \dots\dots\dots (1)$$

In land mobile communications systems in which the same frequency is repeatedly used, tilting the base station antenna in this manner reduces the [signal] level in distant areas in which the same frequency is being used, thus reducing interference.

To assess beam tilting effect, we assume a land mobile communications system using a small wireless zone setup so that there will be no difference between the received signal levels at the periphery of the wireless zone with and without beam tilting, and then determine how much the received signal strength is reduced outside of the zone when the beam is tilted.

From equation (1), it follows that a beam tilting effect will exist if the base station antenna height is very high, or the wireless zone radius is small. The tilting effect will also exist if the beam width in the vertical plane is narrow (the width between half-power points).

The beam tilting effect will now be considered in concrete terms. Consider, for example, a zone with a radius R of 3 km, and a base station antenna with gain G of approximately 12 dB and an antenna height H of approximately 120 m (*Large Capacity Mobile Communication Techniques*, NTT International Symposium, July 13, 1983).

An approximation of the gain of a linear array antenna is expressed by $10 \log (1.22nd)$, and since $G =$ approximately 12 dB, if we assume that the number of elements $n = 16$, we can find the antenna spacing $d = 1\lambda$. An example of a prior multistage linear antenna of this type shown in Fig. 2. Shown here are driven elements $2_1 - 2_{16}$, first phase shifters $3_1 - 3_{16}$, a power divider 5, and a feed terminal 6. For a multistage linear array antenna thus configured, the directivity in the vertical plane $F(\theta)$ is expressed by the equation

$$F(\theta) = g(\theta) \sum_{n=1}^N I_n \cdot \exp(j \phi_n) \cdot \exp[j n k d \cdot \sin(\theta)] \dots \dots \dots (2)$$

where

- $g(\theta)$ is the driven element directivity in the vertical plane,
- N is the total number of driven elements,
- n is the element number of a driven element,
- I_n is the intensity of the current in the n^{th} driven element,
- d is the spacing between driven elements (normalized to wavelength),
- ϕ_n is the feed phase of the $[n^{\text{th}}]$ driven element, and
- k is a phase constant.

The relationship between the beam tilt angle θ_t , and the feed phase ϕ_n of the [phase shifters] $3_1 - 3_{16}$ is expressed by

$$\phi_n = \sin(\theta_t) kd \times (n - 1) \quad n = 1 \dots 16 \quad \dots\dots\dots (3)$$

From Eq. (3), with no beam tilt, $\theta_t = 0$, therefore $\phi_n = 0^\circ$. In addition, if Eq. (2) is solved to find the directivity in the vertical plane $F(\theta)$ when the number of elements $n = 16$ and the antenna spacing $d = 1\lambda$, the resulting directivity solution will be as shown in Fig. 3. Fig. 4, which shows the propagation loss-distance characteristic for this directivity, was obtained using an urban area propagation estimation curve. Fig. 4 is the characteristic without beam tilt, and this characteristic will therefore be used as the evaluation standard. The propagation loss at the 3 km point in the wireless zone periphery is 140 dB, and when the beam is tilted, the propagation loss [at the 3 km point] must not exceed this amount.

Next, if the conventional multistage linear array antenna shown in Fig. 2 is beam-tilted, then from the relationship between the wireless zone radius and the base station antenna [height], as expressed by Eq. (1), we can find the value $\theta_x = 2.29^\circ$, and since the beam tilt angle θ_t can be approximated as $2\theta_x$, we have $\theta_t = 4.58^\circ$. By substituting in Eq. (3), the feed phase of each driven element can be found. Then by solving Eq. (2), we can obtain the directivity in the vertical plane as shown in Fig. 5. Then, we can plot the propagation loss-distance characteristic shown in the graph of Fig. 6. Here, because the propagation loss at the 3 km point is 140 dB, the same as it was in Fig. 4, there is no degradation of signal level at the wireless zone periphery. At the 20 km point, however, the propagation loss as shown in Fig. 6 is a full 17 dB greater than in Fig. 4. This is the beam tilting effect.

Here, as can be seen from Figs. 5 and 6, the propagation loss increases in the vicinity of 7 – 8 km. Naturally, if the increase in propagation loss were to continue at this rate, the beam tilting effect would be very large. Actually, however, due to the influence of first side lobes above the horizontal plane of the multistage linear antenna [radiation pattern], as the distance from the antenna increases, the propagation loss again decreases, which is a problem [in terms of interference with other users of the same frequency in adjacent zones]. There is also a problem in that in the feed method shown in Fig. 2, each driven element has a separate phase shifter, which complicates phase adjustments. One method devised to alleviate this problem is shown in Fig. 7. Here, phase shifters are inserted after multiple driven elements are combined by power dividers. For this configuration, directivity $F'(\theta)$ is given by

$$F'(\theta) = g(\theta) \sum I_n \times \exp[jn'kd \cdot \sin(\theta)] \times \sum \phi_m \times \exp[jkd' \cdot \sin(\theta)] \dots\dots\dots(4)$$

where $n' = n/m$, m = number of dividers, and $d' = n/m \times d$.

The parameters in a working example of the prior configuration shown in Fig. 7 were $n = 16$, $m = 4$, and $d = 1\lambda$. Since the beam tilt angle is 4.58° , the phase difference from one group to the next would be approximately -113° . The result obtained when Eq. (4) is solved for these values is shown in Fig. 8, and the propagation loss-distance characteristic is shown in Fig. 9.

Problems the Invention is to Solve

From these graphs it is apparent that although the [configuration of Fig. 7] simplified the feed method, it still had a problem with loss of beam tilting effect because there was no suppression of upper first side lobes in the propagation path.

To eliminate these problems, it is an object of the present invention to provide a multi-stage linear array antenna with improved beam tilting effect, wherein a simple adjustment of group phase-shifters can be made to change the beam tilt angle while also reducing side lobes occurring in the propagation path.

Means of Solving the Problems

To achieve the above objective, the present invention is characterized in that it provides a multistage linear array antenna comprising a plurality of driven elements, each of which has a first phase shifter connected thereto; at least one second phase shifter connected in common to a plurality of the first phase shifters; and a feed terminal for supplying power to the second phase shifter; wherein the first phase shifter for each driven element is set to effect a larger beam tilt angle than required, and the required beam tilt angle is achieved through the combined phase shift of the first and second phase shifters.

Embodiments

Fig. 10 shows an example antenna configured according to the present invention. An antenna array 10 is made up of 16 driven elements $2_1 - 2_{16}$ set at an antenna spacing d of 1 wavelength. Inserted at each of the driven elements $2_1 - 2_{16}$, is one of 16 first phase shifters $3_1 - 3_{16}$. The antenna array 10 is divided into four groups of four elements each. Inserted at the combined terminals of each group is one of four second phase shifters $4_1 - 4_4$.

The [first] phase shifters $2_1 - 2_{16}$ [sic] for the various driven elements are set to obtain a beam tilt angle α larger than necessary. In a method for selecting α , values of the angular increase over the required beam tilt angle (which we will refer to as 'backup angle'), are plotted on the horizontal axis of Fig. 11. Now, if the base station antenna [height] is 120 m, [and the zone radius is 3 km,

as in the above example], then the required beam tilt angle will be 4.58° . From Fig. 11 it is apparent that a larger backup angle will provide greater effect in reducing side lobe [power] level, but it will also result in loss of gain. Also, although gain loss can be avoided by using a smaller backup angle, doing so will also reduce effectiveness in reducing side lobe [power] level.

For this example, to provide a gain loss no greater than 0.5 dB, an angle $\alpha = 5.5^\circ$ was selected.

From Eq. (3), the [phase shift of] the individual [first] phase shifters $3_1 - 3_{16}$ would be $-34.7^\circ \times (n - 1)$.

To obtain the required 4.58° beam tilt angle, the phase shifters 41 and 42 were set to a phase of 0° and the phase shifters 43 and 44 were set to 86° . In other words, to explain the phase relationships in terms of Fig. 12, the per-element phase shift of the first phase shifters is $-(i - 1) \times 2\pi d \times \sin\alpha$ ($i = 1 \dots n$), a value greater than the required beam tilt angle, as indicated by the dashed line in Fig. 12. The phase shift effected by the second phase shifters, then, must revert the phase to the required beam tilt angle θ , as indicated by the solid line. The amount of phase shift that must be effected by the second phase shifters in order to do this is $(m - j) \beta$, where m is the number of second phase shifters, and an approximation of β is expressed by

$$\beta = \frac{2\pi(n - 1)d(\sin\alpha - \sin\theta)}{m - 1}$$

Since $m = 2$, the proper phase for the 1st second phase shifter will be 0, and that of the 2nd second phase shifter will be β . If these phase shifts are applied, the phase shift, as indicated by the dashed line, will be the equivalent of θ , as indicated by the solid line. The directivity computation

result for this example is shown in Fig. 13.

Fig. 14 shows the propagation loss-distance characteristic obtained using the feed method of the present invention. As shown, the propagation loss at the 3 km point is 140 dB, the same as when beam tilting is not applied, and the propagation loss at 20 km is extremely large. In other words, beam tilting effect has been increased.

In another feed method for obtaining this effect, the same configuration as that shown in Fig. 10 is used, but the amount of phase shift applied to $3_1 - 3_{16}$ and $4_1 - 4_4$ is different. The diagram in Fig. 15 shows typical [rf] power feed phases for the various driven elements. For $3_1 - 3_{16}$ of Fig. 10, a value of $M = 4$ is used, the elements are divided in groups of 4, a value of $m = 4$ used, and the phase set so that within the 4 divided elements the beam tilt angle will be α . Now if we set

$$n = M \times m, \text{ and}$$

set the amount of phase shift in the first phase shifters to $-(i - 1 - [m - 1] M) \times 2\pi d \sin \alpha$,

$$\text{where } i = 1 \dots n,$$

$$m = 1 \dots 4, \text{ and}$$

$$M = 1 \dots 4,$$

then the phase will be as shown by the dashed line in Fig. 15. Since the phase [shifts] of all of the second phase shifters is 0° , if α is a small value, the beam tilt angle will be approximately 0° .

Also, the phase difference between adjacent second phase shifters β' will be

$$\beta' = \frac{2\pi(n-1)d \sin \theta}{m-1}$$

If we set the amount of phase shift so that [the phase shift of] the second phase shifters is $-(m -$

1) β' , the equivalent of the required beam tilt angle, as indicated by the solid line in Fig. 15 will be obtained. With this type of feed as well, we obtain the same propagation [loss]-distance characteristic as that shown in Fig. 14.

This feed method has an advantage over the embodiments described above in that it can use the same structure for each group of four elements and the same feed phase, which provides an advantage for antenna construction.

The construction of a 4-element antenna array is shown in Fig. 16. An antenna array 11' is made up of a power divider circuit 5' (which is made of microstrip lines), and the antenna arrays 2₁ - 2₄.

When [a signal source] is connected to the 0 point of the tournament-chart-shaped power divider circuit, signals are fed to all of the driven elements in phase. Here, however, because the configuration must be such that the beam tilt angle will be α , the construction is such that each feed point is offset from the 0 point at the center of the microstrip.

The feed phase of 2₁ is $\Delta L_1 + \Delta L_3$, that of 2₂ is $\Delta L_3 - \Delta L_1$, that of 2₃ is $\Delta L_2 - \Delta L_3$, and that of 2₄ is $-(\Delta L_2 + \Delta L_3)$. If we assume that the phase difference of a reference element 2₄ is 0°, the feed phases of 2₁ - 2₄, will each be delayed [(lagging) with respect to the reference]. The antenna array 11' is constructed on a printed circuit board, and it can therefore easily be fabricated using etching technology.

Fig. 17 shows an embodiment of a configuration that uses 16 elements. It uses four of the antenna array groups of Fig. 16 arranged in a vertical row. Phase shifters 41 - 44 are connected to the feed terminals of the respective arrays, and these phase shifters are then combined in a

power divider 5. Coaxial feed lines of different length are used for the phase shifters 41 – 44. Therefore, a feed phase can be changed by simply changing the length of its coaxial feed line. When backing up the beam tilt angle, the angle can be set as desired.

Effects of the Invention

As described above, phase shifters can be inserted at driven elements $2_1 - 2_{16}$ to adjust the beam tilt angle to an angle α . This allows the driven elements to be pre-integrated as a single unit, which simplifies antenna design. An additional advantage is provided in that upper first side lobes can be reduced by simply inserting phase shifters at the feed terminals, after dividing the antenna array, to revert the beam tilt angle [to the required angle].

In addition, because the optimum beam tilt angle for a given base station antenna height can easily be set by simply backing up the phase shifters 41 – 44 for individual blocks, adjustments required after completion of antenna construction are simplified, thus providing excellent workability.

4. Brief Description of the Drawings

Fig. 1 illustrates the general concept of beam tilting. Fig. 2 shows the antenna feed circuit for a prior linear array antenna in which a phase shifter is inserted for each element. Fig. 3 is a graph of the directivity in the vertical plane of a prior linear array antenna in which a phase shifter is inserted for each element, at a beam tilt angle of 0° . Fig. 4 shows the propagation distance characteristic curve for a prior linear array antenna in which a phase shifter is inserted for each element, at an antenna beam tilt angle of 0° . Fig. 5 is a graph of the directivity in the vertical plane of a linear array antenna in which a phase shifter is inserted for each element, at an antenna beam tilt angle of 4.58° . Fig. 6 shows a propagation-distance characteristic curve for a linear array antenna in which a phase shifter is inserted for each element, at an antenna beam tilt angle

of 4.58° . Fig. 7 shows the antenna feed circuit for a prior linear array antenna in which a phase shifter is inserted for each group of four elements. Fig. 8 is a graph of the directivity in the vertical plane of a prior linear array antenna in which a phase shifter is inserted for each group of four elements, at an antenna beam tilt angle of 4.58° . Fig. 9 shows the propagation-distance characteristic curve for a prior linear array antenna in which a phase shifter is inserted for each group of four elements, at an antenna beam tilt angle of 4.58° . Fig. 10 shows the antenna feed circuit for a beam tilting linear array antenna according to the present invention. Fig. 11 is a graph of backup angle vs. side lobe level and gain loss. Fig. 12 shows a graph of phase with respect to an antenna array. Fig. 13 is a graph of the directivity in the vertical plane of a beam tilting linear array antenna according to the present invention at an antenna beam tilt angle of 4.58° . Fig. 14 shows the propagation-distance characteristic curve for a beam tilting linear array antenna according to the present invention using directivity in the vertical plane that has a beam tilt angle of 4.58° . Fig. 15 shows a graph of phase with respect to an antenna array. Fig. 16 shows an example of the construction of a four-element beam tilting antenna. Fig. 17 shows an example of the construction of a beam tilting base station antenna.

1. Base station antenna
2. 2. Wireless [communications] base station
- 11 – 14. Antenna array made up of four elements
- 11' – 14'. Antenna array made up of four elements, constructed using microstrip [lines]
- 2₁ – 2₁₆. Driven elements
- 21' – 24'. Driven elements constructed using microstrip [lines]
- 3₁ – 3₁₆. Phase shifters
- 41 – 44. Phase shifters
5. Power divider
- 5'. Microstrip line power divider

6. [Antenna] feed terminal

10. Antenna array

Patent Applicant: Nippon Denshin Denwa Kousha

Patent Application Agent: Keiichi Yamamoto, Patent Attorney

DRAWINGS

Fig. 3

Y axis: Relative Electric Field (dB)

X axis: Angle (deg)

Fig. 4

X axis: Distance (km)

Fig. 5

X axis: Angle (deg)

Fig. 6

X axis: Distance (km)

Fig. 8

X axis: Angle (deg)

Fig. 9

X axis: Distance (km)

Fig. 11

Y axis left: First Side Lobe Level (dB)

Y axis right: Gain Loss (dB)

Fig. 12

Y axis: Number of Driven Elements

X axis: Phase

Right side: For the case $m = 2$

Fig. 13

X axis: Angle (deg)

Fig. 14

X axis: Distance (km)

Fig. 15

Y axis: Number of Driven Elements n

X axis: Phase

Right side: For the case $m = 4$

Requested Patent: JP61172411A
Title: MULTI-STAGE LINEAR ARRAY ANTENNA ;
Abstracted Patent: JP61172411 ;
Publication Date: 1986-08-04 ;
Inventor(s): EBINE YOSHIO; others: 01 ;
Applicant(s): NIPPON TELEGR _TELEPH CORP ;
Application Number: JP19850012541 19850128 ;
Priority Number(s): . ;
IPC Classification: H01Q21/22 ;
Equivalents: JP1806365C, JP5001644B ;

ABSTRACT:

PURPOSE: To increase the beam tilting effect by setting the 1st phase shifter for each exciting element so as to give a beam tilting angle larger than a required value and obtaining a required beam tilting angle by the combined phase shift by the 1st and 2nd phase shifters so as to reduce a side lobe level produced during propagation.

CONSTITUTION: An antenna array 10 consists of 16 exciting elements 21-216, the interval (d) of each antenna is selected as one wavelength and phase shifters 31-316 are inserted respectively to the exciting elements 21-216. Further, the antenna array 10 is divided into four groups as four elements each and phase shifters 41-44 are inserted of a combined terminal of each group. The exciting elements 21-216 are set to have an angle α larger than the required beam tilting angle. Since the phase shifters are incorporated with the exciting elements in advance, the antenna design is attained easily and the 1st upper side lobe level is reduced by using the 2nd phase shifter to restore the beam tilting angle only.

⑫ 公開特許公報(A)

昭61-172411

⑤ Int. Cl.⁴

H 01 Q 21/22

識別記号

庁内整理番号

7004-5J

⑬ 公開 昭和61年(1986)8月4日

審査請求 有 発明の数 1 (全11頁)

⑭ 発明の名称 多段リニアアレイアンテナ

⑯ 特 願 昭60-12541

⑰ 出 願 昭60(1985)1月28日

⑱ 発 明 者 恵 比 根 佳 雄 横須賀市武1丁目2356番地 日本電信電話公社横須賀電気通信研究所内

⑲ 発 明 者 中 嶋 信 生 横須賀市武1丁目2356番地 日本電信電話公社横須賀電気通信研究所内

⑳ 出 願 人 日本電信電話株式会社 東京都千代田区内幸町1丁目1番6号

㉑ 代 理 人 弁理士 山本 恵一

明 細 書

1. 発明の名称

多段リニアアレイアンテナ

2. 特許請求の範囲

(1) 複数の励振素子と、その各々に接続される第1移相器と、複数の第1移相器に共通に接続される少なくとも1個の第2移相器と、該第2移相器に給電する給電端子とを有する多段リニアアレイアンテナにおいて、励振素子毎の第1移相器は所要の値より大きなビームチルティング角を与えるように設定し、第1移相器と第2移相器の合成相により所要のビームチルティング角を提供することを特徴とする多段リニアアレイアンテナ。

(2) 前記第1移相器による位相量を

$$-(i-1) \times 2\pi \times d \times \sin \alpha$$

$i=1 \sim n$ ($n=M \times m$) で i は第1移相器の端からの順番、

d ; 素子間隔/波長、

α ; 第1移相器によるビームチルティング角、

n ; 励振素子の数、

m ; 第2移相器の数、

とし、第2移相器による位相量を

$$(m-i) \beta$$

j ; 第2移相器の端からの順番、

β ; 隣接する第2移相器の位相差、

とすることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の多段リニアアレイアンテナ。

(3) 前記第1移相器による位相量を

$$-(i-1-(m-1)M) \times 2\pi \times d \times \sin \alpha$$

$i=1 \sim n$ ($n=M \times m$) で i は第1移相器の端からの順番、

d ; 素子間隔/波長、

α ; 第1移相器によるビームチルティング角、

n ; 励振素子の数、

m ; 第2移相器の数、

とし、第2移相器による位相量を

$$-(m-1) \beta'$$

j ; 第2移相器の端からの順番

θ' ; 隣接する第2移相器の位相差、
とすることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の多段リニアアレイアンテナ。

3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

本発明は基地局アンテナにおいてビームチルティングにより垂直面内指向性を成形したとき、干渉領域に生ずる上側第一サイドローブレベルを抑圧する多段リニアアレイアンテナの給電法に関するものである。

(従来の技術)

第1図により、基地局アンテナにビームチルティングを適用した場合について説明する。いま、1は基地局アンテナ、2は無線基地局、基地局アンテナ高H、無線ゾーン半径R、ビームチルティング角 θ_t とする。

(a)はビームチルティングを行わない場合の垂直面内指向性をあらわし、水平方向に主放射ビームが向いている。

(b)はビームチルティングを行った場合の垂直面

ように基地局アンテナ高が極めて高い場合、あるいは無線ゾーン半径が小さい場合に効果があることがわかる。さらに、ビームの垂直面内半値幅が狭い場合にも効果がある。

ビームチルティング効果について具体的に説明する。いま、 $R = 3 \text{ km}$ 、基地局アンテナ利得Gを約12 dB、適用する基地局アンテナ高を例えば、 $H = 120 \text{ m}$ とする（文献NTT国際シンポジウム「大容量移動通信方式」1983. 7. 13）。

リニアアレイアンテナの利得Gは近似的に $10 \log (1.22 \pi nd)$ で表され、利得G = 約12 dBであるから、素子数 $n = 16$ とすればアンテナ間隔 $d = 1 \lambda$ を得る。このときの多段リニアアレイアンテナの従来の構成例を第2図に示す。2₁ ~ 2₁₆は励振素子、3₁ ~ 3₁₆は移相器1、5は電力分配器、6は給電端子である。このように構成された多段リニアアレイアンテナの垂直面内指向性 $F(\theta)$ は次式で表される。

$$F(\theta) = g(\theta) \sum \text{In} \cdot \exp(j \phi_n) \cdot \exp[jnk d \cdot \sin(\theta)] \quad \dots(2)$$

ここで、 $g(\theta)$: 励振素子の垂直面内指向性

内指向性で、 θ_x 方向において、水平方向に主放射ビームを向けたときのレベルと同レベルとなるように主放射ビームを傾けている。

なお、基地局アンテナから見た無線ゾーン周辺までの角度 θ_x は次式で与えられる

$$\theta_x = \tan^{-1} (H/R) \quad \dots(1)$$

基地局アンテナをこのようにビームチルティングすると、同一周波数を繰り返し使用する陸上移動通信では遠方方向の同一周波数を用いる領域でのレベルが低減することになり、干渉軽減がはかれる。

小無線ゾーン構成を用いる陸上移動通信^①ビームチルティング効果は、無線ゾーン周辺において、ビームチルティングを行わないときの受信レベルとビームチルティングを行ったときの受信レベルとの差がないとしたとき、無線ゾーン外でビームチルティングを行わないときの受信レベルより、ビームチルティングを行ったときの受信レベルがどの程度低くなったかで評価される。

このビームチルティング効果は(1)式から分かる

N: 全励振素子数

n: 励振素子の番号

In: n番目の励振素子の電流の大きさ

d: 励振素子の間隔（波長で規格化）

ϕ_n : 励振素子給電位相

k: 位相定数

ビームチルティング角 θ_t と3₁ ~ 3₁₆の給電位相 ϕ_n の関係は

$$\phi_n = \sin(\theta_t) k d \times (n-1) \quad n = 1 \sim 16 \quad \dots(3)$$

で表される。

(3)式により、ビームチルティングしない場合は $\theta_t = 0^\circ$ であるから、 $\phi_n = 0^\circ$ となる。さらに、(2)式に素子数 $n = 16$ 、アンテナ間隔 $d = 1 \lambda$ を代入して垂直面内指向性 $F(\theta)$ を計算すると、第3図の指向性となる。この指向性と市街地伝搬推定曲線を用いて求めた伝搬損失距離特性図を第4図に示す。この第4図はビームチルティングしないときの特性であるから、これを評価の基準とする。無線ゾーン周辺の3 km地点では伝搬損失が140 dBでビ

ームチルティングしたときに、この伝搬損失よりも大きくなってはならない。

次に、第2図に示す従来の構成の多段リニアアレイアンテナでビームチルティングすると、(1)式から無線ゾーン半径と基地局アンテナの関係から $\theta_x = 2.29^\circ$ が求められ、ビームチルティング角 θ_t は $2\theta_x$ で近似できるため $\theta_t = 4.58^\circ$ を得る。これを(3)式に代入に各励振素子の給電位相を求めて、(2)式を計算すると、第5図に示す垂直面内指向性を得る。これを前述同様に伝搬損失距離特性図を求めると、第6図をうる。ここで、3 km 地点での伝搬損失は第4図と同様 140 dB となっており、無線ゾーン周辺でのレベル劣化はない。しかし、20 km 地点では第4図に比べ約 17 dB 程伝搬損失が大きくなっていることがわかる。これがビームチルティング効果である。

ここで、第5図、第6図から分かるように、7 ~ 8 km 付近で伝搬損失が大きくなっている。本来なら、このまま伝搬損失が一定増大していけば、ビームチルティング効果は非常に大きくなるが、

伝搬路中に生ずる上側の第1サイドローブレベルは抑圧されず、ビームチルティング効果を損なう欠点が依然として存在する。

本発明はこれらの欠点を除去するために、グループごとの移相器の簡易な調整でビームチルティング角を変化させると共に伝搬路中に生じたサイドローブレベルの低減を図り、ビームチルティング効果を増大させた多段リニアアレイアンテナを提供することを目的とする。

(問題点を解決するための手段)

上記目的を達成するための本発明の特徴は、複数の励振素子と、その各々に接続される第1移相器と、複数の第1移相器に共通に接続される少なくとも1個の第2移相器と、該第2移相器に給電する給電端子とを有する多段リニアアレイアンテナにおいて、励振素子毎の第1移相器は所要の値より大きなビームチルティング角を与えるように設定し、第1移相器と第2移相器の合成移相により所要のビームチルティング角を提供する多段リニアアレイアンテナにある。

実際には多段リニアアレイアンテナの水平方向より上側にある第一サイドローブの影響でさらに遠方になると再び、伝搬損失が小さくなる欠点がある。また、第2図に示す給電法は励振素子ごとに位相器があるため位相調整が複雑になる欠点もある。この欠点を軽減するために、第7図に示すように、複数の励振素子を電力分配器で合成した後位相器を挿入する方法がある。

この場合の指向性 $F'(\theta)$ は

$$F'(\theta) = g(\theta) \sum \ln' \times \exp[jn'kd \cdot \sin(\theta)] \times \sum \phi m \times \exp[jkd' \cdot \sin(\theta)] \quad \dots(4)$$

$$n' = n/m \quad m = \text{分割数} \quad d' = n/m \times d$$

となる。

第7図に示した従来の実施例は $n=16$, $m=4$, $d=1\lambda$ とした。ビームチルティング角は 4.58° であるから、各グループごとの位相差は約 -113° となる。このときの(4)式の計算結果を第8図に示す。また、伝搬損失距離特性図は第9図のようになる。

(発明が解決しようとする問題点)

これらの図から、給電方法は簡易になったが、

(実施例)

第10図は本発明によるアンテナ構成例である。アンテナ列10は励振素子 $2_1 \sim 2_{16}$ の16素子からなりアンテナ間隔 d は1波長とし、各励振素子 $2_1 \sim 2_{16}$ には移相器1の $3_1 \sim 3_{16}$ が挿入されている。さらに、アンテナ列10は4素子ごとに4グループに分けて、これらの合成端子に各々のグループに移相器2の $4_1 \sim 4_4$ を挿入する。

このときの励振素子ごとの位相器 $2_1 \sim 2_{16}$ は所要のビームチルティング角より大きな角度 α になるように設定しておく。

第11図に α の選定方法で、横軸は所要ビームチルティング角からの増加させる角度で、ここでは戻し角と呼ぶことにする。いま、基地局アンテナは120 m とすると所要ビームチルティング角は 4.58° である。第11図から、戻し角が大きいとサイドローブレベルの低減効果は大きい、利得低下も生ずる。また、戻し角が小さいと利得低下は免れるがサイドローブレベル低減効果が少なくなる。

ここでは、利得低下量を 0.5 dB 以下にすること

とし、 $\alpha = 5.5^\circ$ を選定した。

このときの励振素子ごとの移相器 $3_1 \sim 3_{10}$ は(3)式から $-34.7^\circ \times (n-1)$ になる。

移相器 41, 42 は 0° 、43, 44 は 86° の位相を与え、所要のビームチルティング角を 4.58° にする。すなわち、第12図で位相関係について説明すると、励振素子ごとにある第1移相器による位相は $-(i-1) \times 2\pi d \times \sin \alpha$ ($i=1 \sim n$) であり、同図の破線に示す如く、所要のビームチルティング角より大きくなっている。同図の実線が所要のビームチルティング角であるから第2移相器により θ_i まで戻す必要がある。このとき第2移相器に与えられる位相量は $(m-j)\rho$ で m は第2移相器の数、 $j=1 \sim m$ ρ は近似的に $\rho = \frac{2\pi(n-1)d(\sin \alpha - \sin \theta_i)}{m-1}$ で表わされる。

$m=2$ であるから、第2移相器の1番目は位相は0、2番目は ρ となり、これらの位相を与えると、点線で示した位相となり、等価的に実線で示した θ_i となる。

第13図にこのときの垂直面内指向性の計算結果

とすると、第15図の点線で示した位相となる。このときの第2移相器の位相はすべて 0° であるから α が小さいと近似的にはビームチルティング角は 0° となる。そこで隣接する第2移相器の位相差 ρ' は

$$\rho' = \frac{2\pi(n-1)d \sin \theta_i}{m-1} \text{ である。}$$

第2移相器に $-(m-1)\rho'$ となるように位相量を与えると、第15図の実線に示したように等価的に所要のビームチルティング角になる。このような給電法でも第14図と同様の伝搬距離特性を得る。

この給電方法は前述の実施例に比べ4素子ごとの各グループは同じ構造で同じ給電位相でよいいためアンテナ構成上の利点を有する。

4素子ごとのアンテナ列を第16図のような構成にする。11'のアンテナ列はマイクロストリップ線路で構成された電力分配回路5'とアンテナ列2₁、2₂ からなる。

トーナメント状に構成された電力分配回路の0点に接続されるようにすると、各励振素子の給電位相はすべて同相になる。ここでは、ビームチル

を示す。

第14図は本発明の給電法による 合の伝搬損失距離特性図である。3km地点での伝搬損失は140dBとビームチルティング無しと同じだが、20kmでの伝搬損失は非常に大きなものとなっており、ビームチルティング効果を増大させていることがわかる。

この効果を得るもう一つの給電方法は第10図と同じ構成であるが、 $3_1 \sim 3_{10}$ 、41~44に与える位相量が異なる。

第15図には各励振素子に対する給電位相の模式図を示した。第10図における $3_1 \sim 3_{10}$ $M=4$ とし4素子ごとに分割し、 $m=4$ とし、分割した4素子のなかでビームチルティング角が α になるように位相を設定する。

$$n = M \times m \text{ であり、}$$

$$\text{第1移相器の位相量は } -(i-1-(m-1)M) \times 2\pi d \sin \alpha$$

$$i = 1 \sim n$$

$$m = 1 \sim 4$$

$$M = 1 \sim 4$$

ティング角が α となるように構成する必要があるから各給電点は線路の中心0点からずれて構成されている。

2₁ の給電位相は $4L1 + 4L3$ 、2₂ は $4L3 - 4L1$ 、2₃ は $4L2 - 4L3$ 、2₄ は $-(4L2 + 4L3)$ となる。2₄ が基準で位相差が 0° とすれば、2₁ ~ 2₄ の給電位相はそれぞれ遅れることになる。アンテナ列11'はプリント基板上に構成されているため、エッチング技術により容易に製作できる。

第17図は16素子を構成した場合の実施例を示す。第16図に示したアンテナ列を4組縦列に配置し、それぞれのアンテナ列の給電端に41~44の位相器を接続し、これらを電力分配回路5で合成している。41~44の位相器は長さの異なる同軸給電線を用いる。したがって、給電位相を変える場合は同軸給電線長を変えるだけですむ。ビームチルティング角を戻す際に任意の角度に設定できる。

(発明の効果)

以上説明したように、ビームチルティング角が α となるように2₁ ~ 2₁₀ の励振素子に位相器が押

入できるため、予め励振素子と一体化できるためアンテナ設計が容易となると共に、アンテナ列を分割した後の給電端子に位相器を挿入して、ビームチルト角を戻すだけで、上側の第1サイドローレベル低減できる利点を有する。

さらに、各々のブロックの位相器41~44を戻すだけで、基地局アンテナ高に対する最適ビームチルト角を簡易に設定できるため、アンテナ建設後の調整も簡易になり施工性に優れていることになる。

4. 図面の簡単な説明

第1図はビームチルトの概念図、第2図は従来の素子ごとに位相器が挿入されたリニアアレイアンテナの給電系統図、第3図は従来の素子ごとに位相器が挿入されたリニアアレイアンテナのビームチルト角 0° の垂直面内指向性を示す図、第4図は従来素子ごとに位相器が挿入されたリニアアレイアンテナのビームチルト角 0° の伝搬距離特性図、第5図は素子ごとに位相器が挿入されたリニアアレイアンテナのビームチルト

角 4.58° の垂直面内指向性を示す図、第6図は素子ごとに位相器が挿入されたリニアアレイアンテナのビームチルト角 4.58° の伝搬距離特性図、第7図は従来の4素子ごとに位相器が挿入されたリニアアレイアンテナの給電系統図、第8図は従来の4素子ごとに位相器が挿入されたリニアアレイアンテナのビームチルト角 4.58° の垂直面内指向性を示す図、第9図は従来の4素子ごとに位相器が挿入されたリニアアレイアンテナのビームチルト角 4.58° の伝搬距離特性図、第10図は本発明のビームチルト用リニアアレイアンテナの給電系統図、第11図は戻し角に対するサイドローレベルと利得低下量の関係を示す図、第12図はアンテナ列に対する位相を示した模式図、第13図は本発明のビームチルト用リニアアレイアンテナのビームチルト角 4.58° の垂直面内指向性を示す図、第14図は本発明のビームチルト用リニアアレイアンテナのビームチルト角 4.58° の垂直面内指向性を用いたときの伝搬距離特性図、第15図

はアンテナ列に対する位相を示した模式図、第16図はビームチルト用4素子のアンテナ構成例、第17図はビームチルト用基地局アンテナ構成例である。

- 1…基地局アンテナ、 2…無線基地局、
- 11~14…4素子からなるアンテナ列、
- 11'~14'…マイクロストリップで構成された4素子からなるアンテナ列、 2₁~2₁₀…励振素子、
- 21'~24'…マイクロストリップで構成された励振素子、 3₁~3₁₀…位相器、 41~44…位相器、
- 5…電力分配器、 5'…マイクロストリップ線路の電力分配器、 6…給電端子、
- 10…アンテナ列。

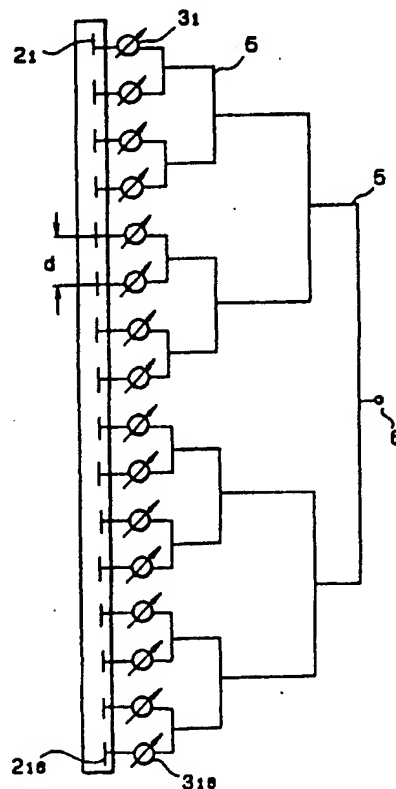
特許出願人

日本電信電話公社

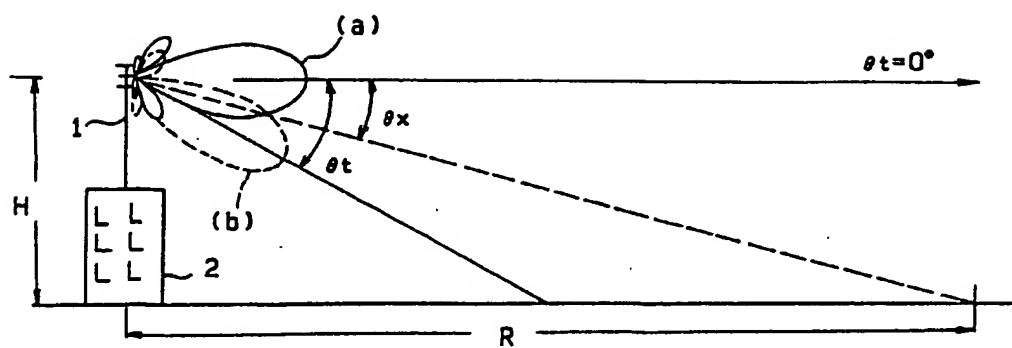
特許出願代理人

弁理士 山本 恵一

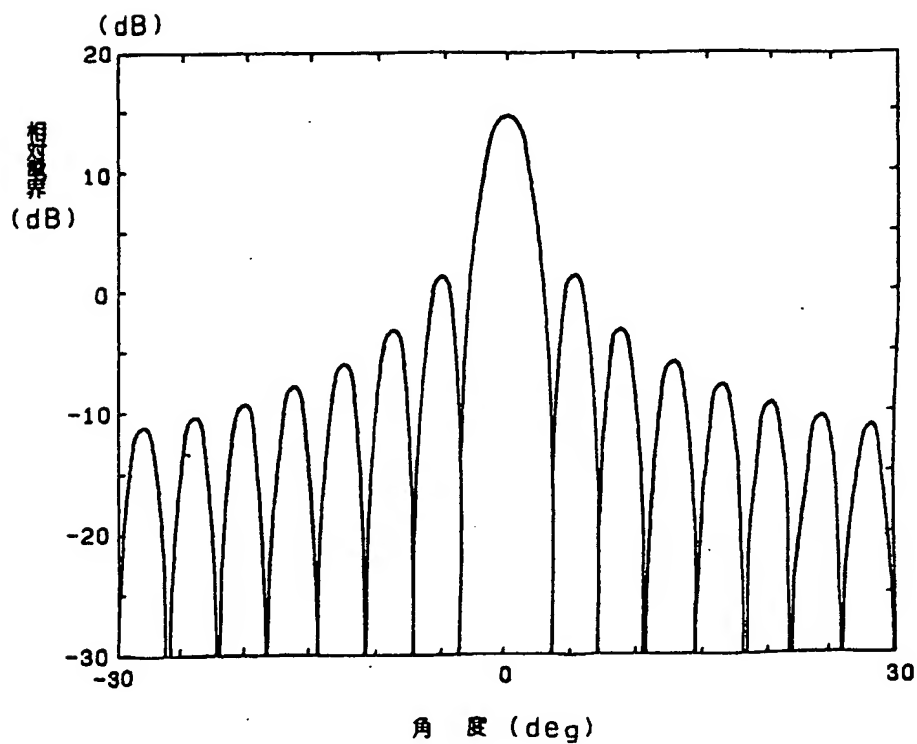
第2図



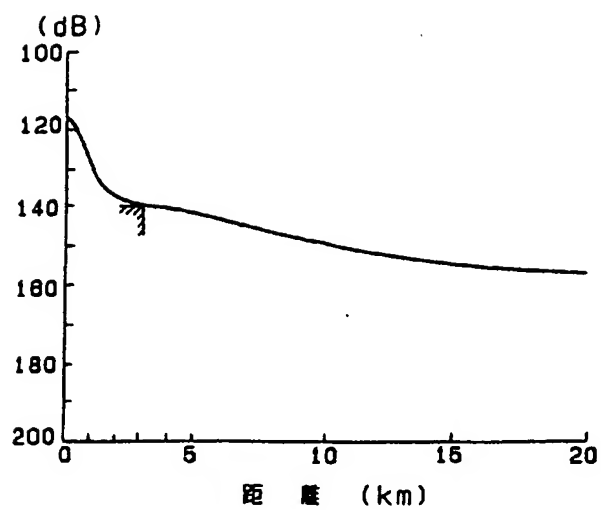
第 1 図



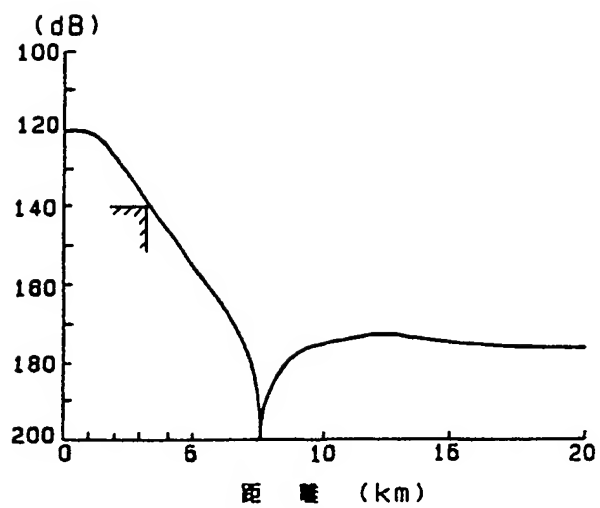
第 3 図



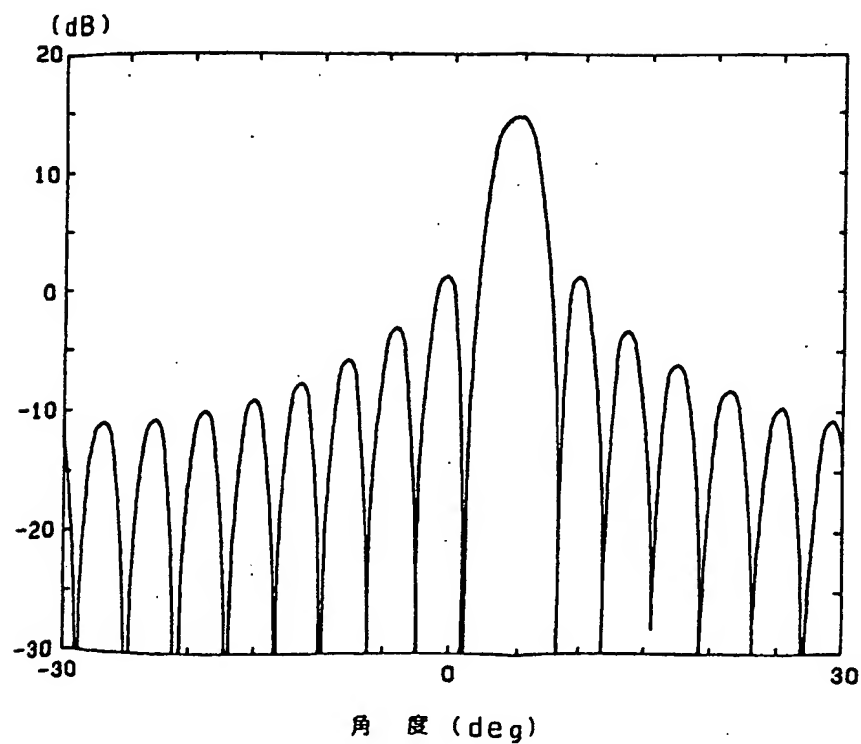
第 4 図



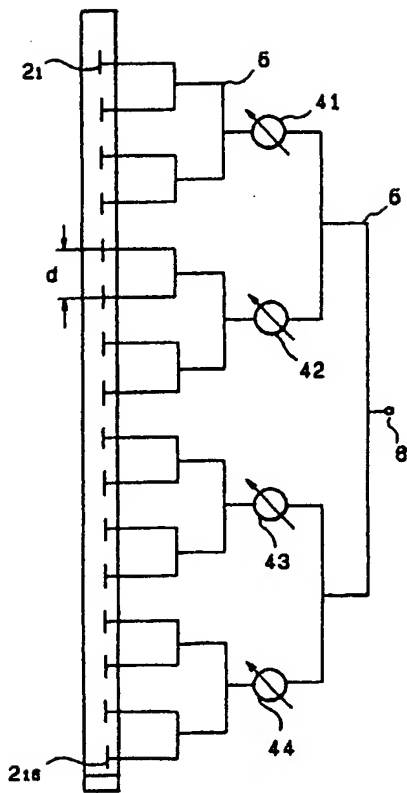
第 6 図



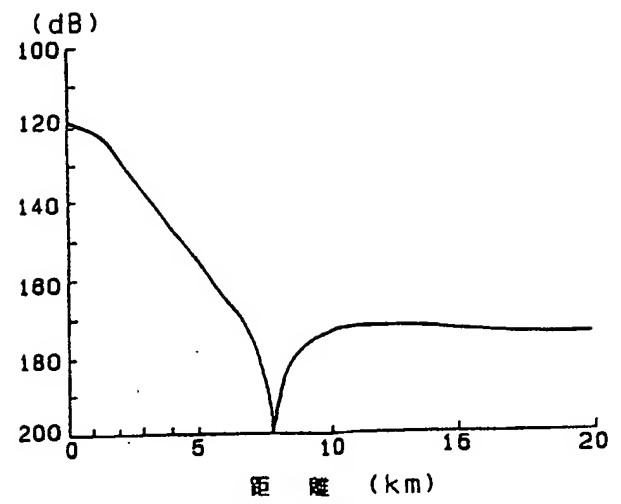
第 5 図



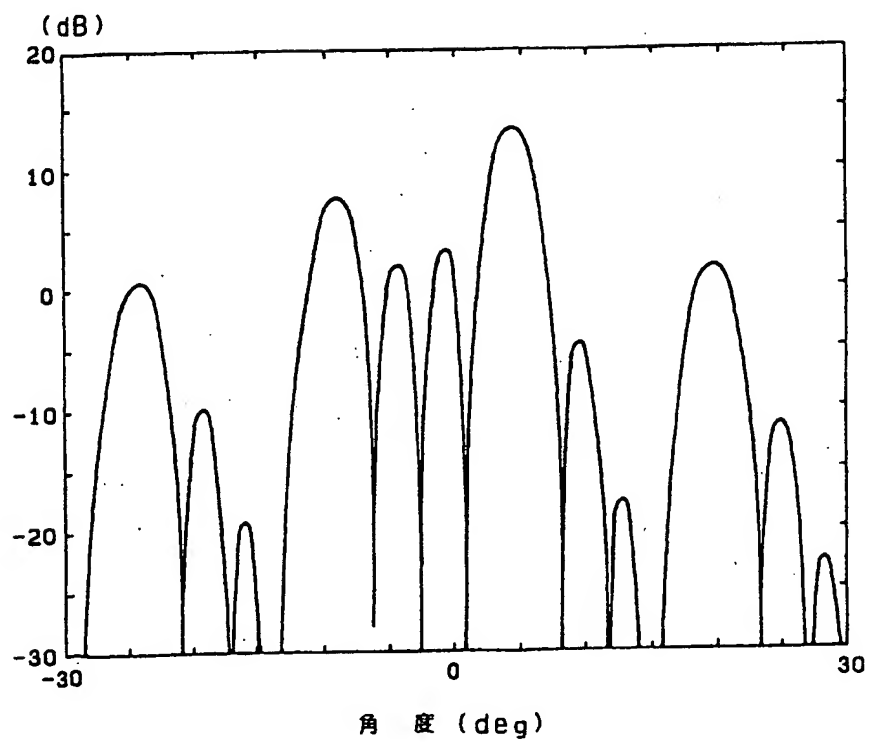
第 7 図



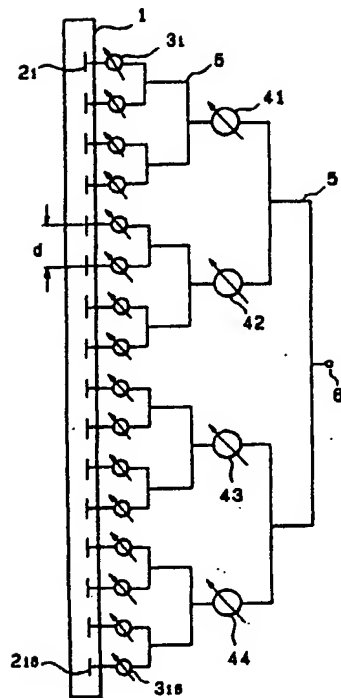
第 9 図



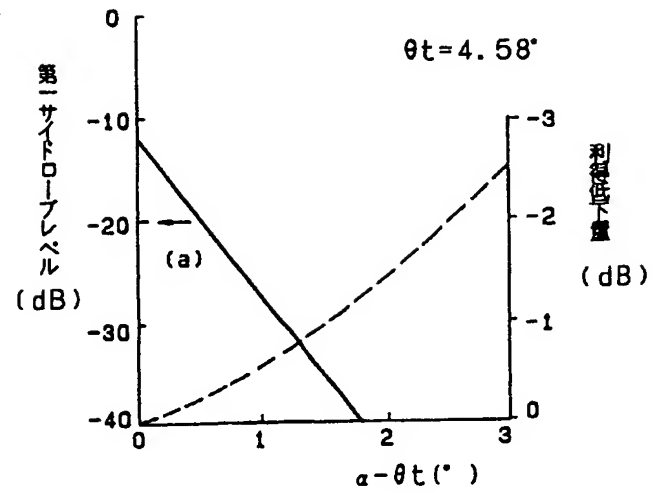
第 8 図



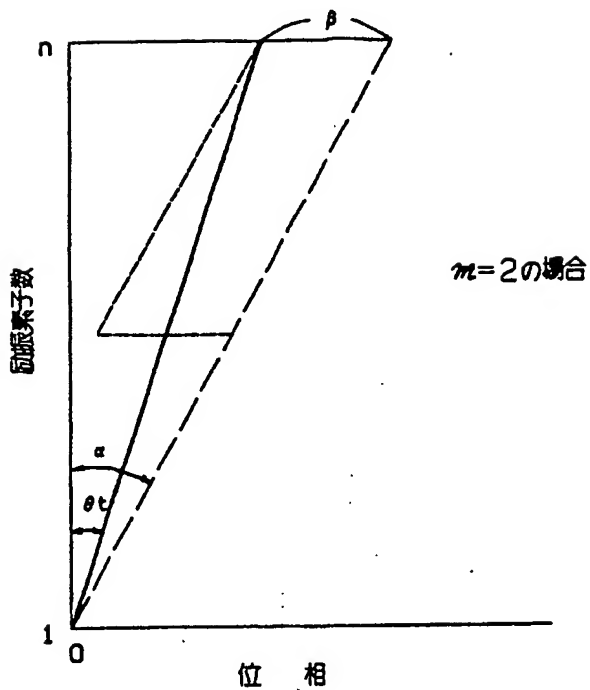
第 10 図



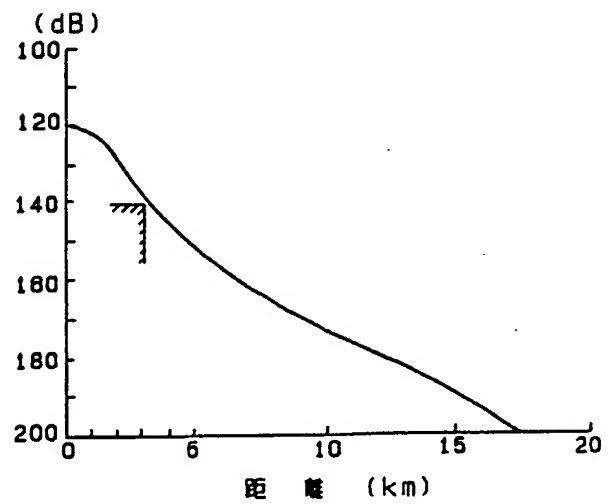
第 11 図



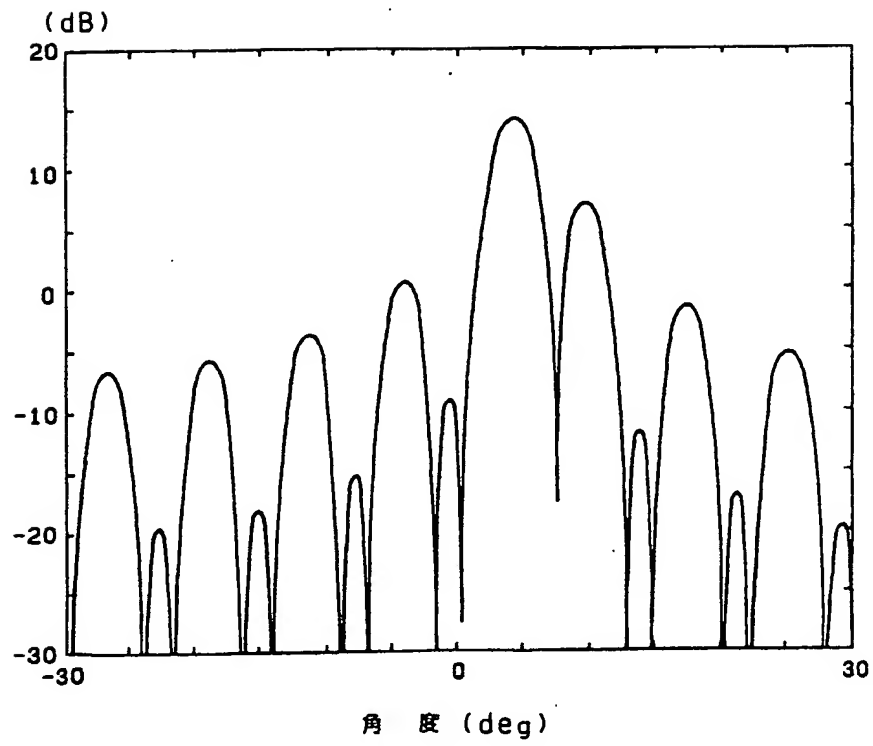
第 12 図



第 14 図

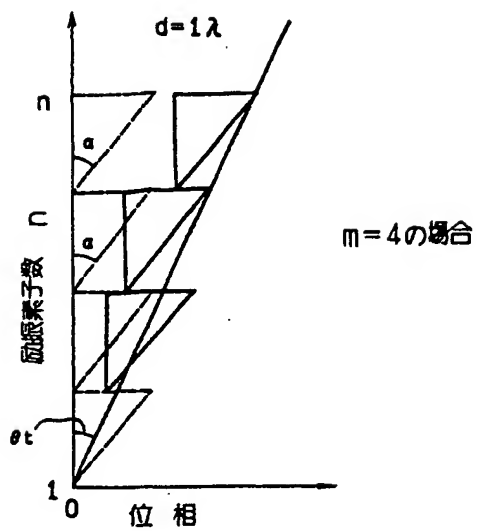


第 13 図

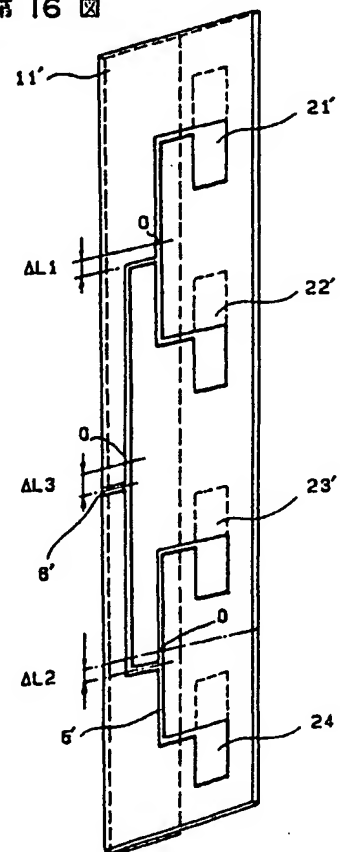


152

第 15 図



第 16 図



第 17 図

